

05-98110-74 (1)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-297862

(43)Date of publication of application : 10.11.1995

(51)Int.Cl.

H04L 27/18
H04L 27/34

(21)Application number : 06-084913

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 22.04.1994

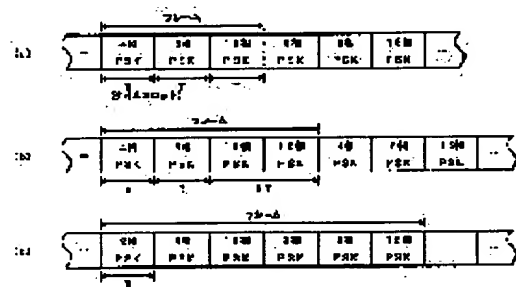
(72)Inventor : WAKUTSU TAKASHI
OGURA KOJI
TAKAHASHI YASUO
UCHIDA SHIGERU

(54) TRANSMISSION METHOD AND RECEIVER

(57)Abstract:

PURPOSE: To receive selectively only the information signal of a specific layer and to demodulate the selected signal by sending periodically plural kinds of multi-value modulation waves with different timings.

CONSTITUTION: Information signals of plural layers are superimposed respectively on plural kinds of multi-value modulation waves whose information transmission quantity per one symbol block differs such as a 4-phase PSK wave, an 8-phase PSK wave and a 16-phase PSK wave and the multi-value modulation waves are sent periodically while differentiating the transmission timing. Thus, after the initial period is once finished, the receiver side has only to implement reception and demodulation only in a timing when a multi-value modulation wave with the required information signal superimposed is sent, resulting that low power consumption is attained. Furthermore, the circuit, scale is reduced more in comparison with the case the higher layer information signal is received in the receiver receiving only a low layer information signal especially and a slow operation speed is enough, then the receiver is made small.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-297862

(43) 公開日 平成7年(1995)11月10日

| | | | | |
|---------------------------|------|---------|----------------|--------|
| (51) Int.Cl. ⁶ | 識別記号 | 庁内整理番号 | F I | 技術表示箇所 |
| H 0 4 L 27/18 | Z | 9297-5K | | |
| 27/34 | | 9297-5K | H 0 4 L 27/ 00 | E |

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平6-84913

(22) 出願日 平成6年(1994)4月22日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 和久津 隆司

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 小倉 浩嗣

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 高橋 泰雄

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝小向工場内

(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦

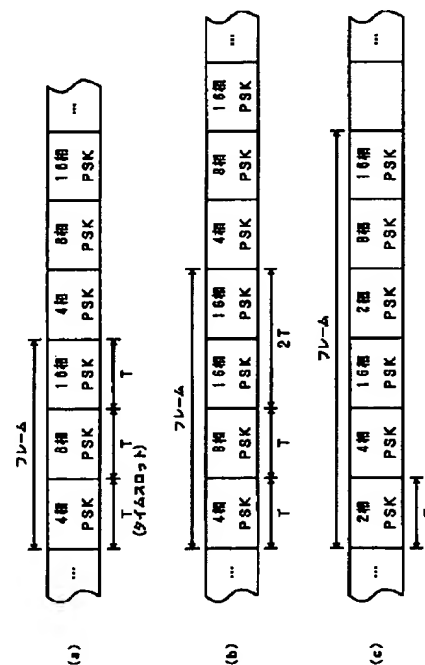
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 伝送方法および受信装置

(57) 【要約】

【目的】 特定階層の情報信号のみを受信・復調できる伝送方法を提供する。

【構成】 複数階層の情報信号を1シンボル区間当たりの情報伝送量が異なる複数種の多値変調波(4相PSK波、8相PSK波、16相PSK波)に乘せ、これら複数種の多値変調波を伝送タイミングを異ならせて周期的に伝送する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】複数階層の情報信号を1シンボル区間当たりの情報伝送量が異なる複数種の多値変調波に乗せ、これら複数種の多値変調波を伝送タイミングを異ならせて周期的に伝送することを特徴とする伝送方法。

【請求項2】複数階層の情報信号を1シンボル区間当たりの情報伝送量が異なる複数種の多値変調波に乗せ、これら複数種の多値変調波を伝送タイミングを異ならせて周期的に伝送する伝送方法によって伝送された信号を受信し、その受信信号から所望の階層の情報信号を復調する受信装置であって、

受信信号と該受信信号に同期した再生キャリア信号との位相を比較する位相比較手段と、この位相比較手段の出力信号に基づいて発振周波数が制御されることにより前記再生キャリア信号を発生する可変周波数発振手段と、この可変周波数発振手段から発生される再生キャリア信号を用いて前記受信信号を同期復調する復調手段と、この復調手段により同期復調された信号から元の情報信号を再生する再生手段とを具備し、

前記位相比較手段は、前記受信信号と再生キャリア信号との位相差を所定範囲に位相縮退させて検出して位相差信号を出力する位相差検出手段と、この位相差検出手段から出力される前記位相差信号をその位相差変化範囲を制限して取り出す位相差変化範囲制限手段とを有することを特徴とする受信装置。

【請求項3】前記受信信号に対する前記再生キャリア信号の初期同期期間に、前記位相差変化範囲制限手段による制限動作を規制する規制手段を有することを特徴とする請求項1に記載の受信装置。

【請求項4】前記受信信号に対する前記再生キャリア信号の同期状態を観測し、その観測結果に基づいて前記位相差変化範囲制限手段による制限動作を規制する規制手段を有することを特徴とする請求項1または2に記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、情報信号の伝送方法およびその伝送方法で伝送された信号を受信するための受信装置に係り、特に階層化した情報信号を伝送するための伝送方法および受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】ディジタル情報の通信によく使用される変調方式として、4相PSK、8相PSKおよび16相PSK等がある。これらの変調方式では、信号伝送速度および耐雑音特性は方式によって一意に定まる。

【0003】このようなディジタル情報の通信において、最近ではユーザによって伝送信号に対する要求が多様化している。例えば、大量のデータを即時に伝送する場合のように品質はある程度低くとも高速レートの伝送が要求される場合と、データの信頼性を重視し伝送レ

率は低くとも高い品質での通信が要求される場合が考えられる。画像伝送を例にとると、小型携帯端末などでは大画面のディスプレイを持たないので伝送すべき情報は少なくともよいが、家庭内に設置される大画面のディスプレイを有する据置型の大型端末では、多くの情報が必要とされる。伝送帯域は一定であると仮定すると、即時性が必要とされる場合には信頼性が減少し、信頼性が要求される場合には信号伝送に要する時間が長くなる。

【0004】また、このような即時性、品質等に関して多様な要求を持つユーザを一つのシステムに収容することが要求されており、変調方式としてもその要求に対応する必要が生じてきている。様々な要求を持つユーザを一つのシステムに収容する方法として、情報への冗長性の持たせ方（符号化率）を可変にする方法や、伝送信号を階層化した変調方式などが考えられている。後者の階層化変調は、多様な品質の信号を同時に送る方法であり、放送衛星や通信衛星などにおいてS/Nの劣化により急激に受信不可能となることを防ぐ目的で使用される。

【0005】この階層化変調は、一般的に誤り訂正などの符号化と組み合わせて実施する方式と、符号化とは別に搬送波に情報信号を物理的に乗せる変調によって階層化を達成する方式とが考えられている。階層変調方式の従来例として、1993年電子情報通信学会春季大会誌B-179の“階層変調方式におけるデータ伝送の検討”が挙げられる。この従来技術による階層8相PSK変調波上の信号点の配置（コンスタレーションという）を図17に示す。同図に示されるように、4階層8相PSK変調波では信号の重みによって符号間の距離を故意に異ならせて信号を配置することで、耐雑音性を変えて階層化を達成している。図17の場合、信号点は、 $\pm\pi/8$ 、 $\pm\pi/4$ 、 $\pm 7\pi/8$ 、 $\pm 3\pi/4$ に配置され、第1ビットは $I=0$ 、第2ビットは $Q=0$ 、第3ビットは $Q=\pm(3\pi/16)$ Iをそれぞれ識別面とすることによって復調される。

【0006】伝送すべき情報信号が画像信号である画像符号化装置においては、画像信号に対して例えばFFT（高速フーリエ変換）やDCT（離散コサイン変換）などの直交変換を施すことで、画像信号を画像の輪郭や大面積部などの大まかな画像情報（粗い情報）を持つ低周波成分と、細かい絵柄に対応した高精細の情報（細かい情報）を持っている高周波成分とに分割する方法がよく知られている。また、他の様々な画像符号化を施すことで、画像信号を画像の基本的なパラメータを含む粗い情報と、その他の細かい情報とに分解することができる。

【0007】この場合、上述した従来の階層変調方式では第1ビットに粗い情報、第2ビットにより細かい情報、第3ビットにさらに細かい情報をそれぞれ乗せて伝送することによって階層化を行うことになる。しかし、この方式では受信側のユーザが低階層の粗い情報のみを

必要とする場合にも、全階層の情報信号を受信可能な受信機が必要である。符号化された画像信号を上述した階層8相PSK変調で伝送する例で考えると、第1ビットが粗い情報であり、第1ビットのみを受信したい場合でも、識別再生回路以外の部分は全ビットを受信可能な受信機を使用しなければならない。結局、特定階層のみを受信するどのユーザも、同じ受信機を持たなければならないことになり、特に低階層の情報信号のみを受信する必要のある携帯端末では不利となる。

【0008】すなわち、携帯端末は前述したように高精細のためのビットは必要としないにもかかわらず、従来の階層変調方式では受信機の構成をそれに対応して低階層の情報信号のみを受信できるように簡略化することができないため、装置の小型化、低消費電力化を図ることができない。また、本来必要とする階層以外の不要な信号を常に受信し続ける必要があることも、低消費電力化を阻害する要因となっている。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、従来の階層変調方式では受信者がある特定階層の情報のみ必要とする場合にも、常に全階層の情報を含む伝送信号を受信しなければならない、特に低階層の情報のみを必要とする受信者にとっては装置の小型化、低消費電力化の面で不利であった。本発明の目的は、特定階層の情報信号のみを選択的に受信して復調することができるようにした伝送方法および受信装置を提供することである。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するため、本発明に係る伝送方法は、複数階層の情報信号を1シンボル区間当たりの情報伝送量が異なる複数種の多値変調波に乗せ、これら複数種の多値変調波を伝送タイミングを異ならせて周期的に伝送することを特徴とする。

【0011】また、本発明に係る受信装置は上記のようにして伝送された信号を受信し、その受信信号を復調する受信装置であって、受信信号と該受信信号に同期した再生キャリア信号との位相を比較する位相比較手段と、この位相比較手段の出力信号に基づいて発振周波数が制御されることにより再生キャリア信号を発生する可変周波数発振手段と、この可変周波数発振手段から発生される再生キャリア信号を用いて受信信号を同期復調する復調手段と、この復調手段により同期復調された信号から元の情報信号を再生する再生手段とを具備する。そして、位相比較手段は、受信信号と再生キャリア信号との位相差を所定範囲に位相縮退させて検出して位相差信号を出力する位相差検出手段と、この位相差検出手段から出力される位相差信号をその位相差変化範囲を制限して取り出す位相差変化範囲制限手段とを有することを特徴とする。

【0012】さらに、本発明による受信装置においては、受信信号に対する再生キャリア信号の初期同期期間

に、位相差変化範囲制限手段による制限動作を規制する規制手段、および受信信号に対する再生キャリア信号の同期状態を観測し、それに基づいて位相差変化範囲制限手段による制限動作を規制する規制手段の少なくとも一方を有することを特徴とする。

【0013】

【作用】本発明によると、受信側において特定の階層の情報信号のみを受信して復調することが可能となる。すなわち、本発明では情報信号が1シンボル区間当たりの情報伝送量が異なる複数種の多値変調波に乗せられ、これらの多値変調波がそれぞれの伝送タイミングを異ならせて周期的に伝送されるため、同期開始から定常状態に遷移するまでの過程、つまり初期同期を一旦完了してしまえば、受信側では必要とする情報信号が乗っている多値変調波が伝送されるタイミングでのみ受信・復調動作を行えばよい。

【0014】この場合、1シンボル区間当たりの情報伝送量と情報信号の階層を対応させ、高階層の情報信号は1シンボル区間当たりの情報伝送量を大きくし、低階層の情報信号は1シンボル区間当たりの情報伝送量を小さくすることにより、特定の階層の情報信号のみを受信することができる。従って、特定の階層の情報信号のみを受信する受信装置では、受信したい階層の情報信号が乗っている多値変調波が伝送されている時間帯でのみ動作を行えばよい。これにより、低消費電力化が達成される。また、特に低階層の情報信号のみを受信する受信装置は、高階層の情報信号も受信可能とした場合に比較して、回路規模が縮小されると共に、動作速度も遅くてよいことになり、装置の小型化が可能となる。

【0015】本発明の受信装置においては、受信信号と再生キャリア信号との位相差を所定範囲に縮退させて検出して得られた位相差信号をその位相差変化範囲を制限して取り出すことにより、上述のようにして伝送された階層変調波のうち所望の情報信号が乗っている多値変調波のみに対応した簡易なキャリア同期回路によりキャリア同期を確立することができる。

【0016】

【実施例】以下、図面を参照して本発明の実施例を説明する。まず、本発明の伝送方法を説明する。本発明の伝送方法では、複数階層の情報信号を1シンボル区間当たりの情報伝送量が異なる複数種の多値変調波にそれぞれ乗せ、これらの多値変調波を伝送タイミングを異ならせて周期的に伝送する。図1(a)(b)(c)に、本発明の伝送方法による伝送信号である階調変調波の一例を示す。

【0017】図1(a)の例では、1シンボル区間当たりの情報伝送量が異なる複数種の多値変調波として4相PSK波、8相PSK波、16相PSK波の3種を用いている。4相PSK波、8相PSK波、16相PSK波の1シンボル区間当たり情報伝送量は、各々2ビット、

3ビット、4ビットである。そして、これら4相PSK波、8相PSK波、16相PSK波を1シンボル区間

(T)毎に切り替えて周期的に伝送する。換言すれば、伝送の繰り返し周期であるフレームを、1シンボル区間の長さを持つ3つのタイムスロットに分割し、これら3のタイムスロットで4相PSK波、8相PSK波、16相PSK波をそれぞれ伝送する。

【0018】図1(b)の例は、図1(a)とほぼ同様であるが、16相PSK波のみ2シンボル区間(2T)連続して伝送している。この場合、フレームの3つ目のタイムスロットのみ2シンボル区間の長さを持つ。複数階層の情報信号のうち特に高品質の情報信号を伝送するような場合、このように16相PSK波を連続して2シンボル区間伝送することが有効である。なお、4相PSK波、8相PSK波を2シンボル区間連続して伝送することも可能である。また、同じ相数のPSK波を連続して伝送するシンボル区間の数は、3シンボル区間(3T)あるいはそれ以上であってもよい。

【0019】また、1シンボル区間当たりの情報伝送量(ここではPSK波の相数)および伝送の繰り返し周期であるフレームを、想定される伝送路状況や伝送したい信号の品質(階層)に応じて選定することも可能である。図1(c)はその一例であり、低階層と高階層を中心に4階層の情報信号を伝送するために、複数種の多値変調波として2相PSK波、4相PSK波、8相PSK波、16相PSK波の4種を用い、かつ低階層と高階層を重視するために、フレーム構成を2相PSK波-4相PSK波-16相PSK波-2相PSK波-8相PSK波-16相PSK波としている。フレームを構成するPSK波の相数(シンボル区間当たりの情報伝送量)の選

定順序は、伝送品質に影響を与えないので任意に選択することが可能である。

【0020】図1(a)(b)(c)の伝送信号(階層変調波)におけるI-Q平面上の信号点の配置、つまりコンスタレーションは、図2に示すようになる。図2では、4相PSK波、8相PSK波および16相PSK波が全て存在する信号点を○、8相PSK波と16相PSK波が存在する信号点を×、16相PSK波のみが存在する信号点を△でそれぞれ表している。通常の4相PSK波、8相PSK波および16相PSK波のコンスタレーションは図3に示した通りであり、図2のコンスタレーションは、これら図3(a)(b)(c)に示すコンスタレーションが、順次ずれた伝送タイミングで同一位相面(I-Q平面)上に存在することになる。

【0021】図2のコンスタレーションにおいて、4相PSK波、8相PSK波、16相PSK波の各々のコンスタレーションは、図3(a)(b)(c)と同様であるので、それぞれの相数(1シンボル区間当たりの情報伝送量)で定まる耐雑音性の違いによって、伝送すべき情報信号の階層化を実現できる。例えば、伝送する情報

信号が画像信号の場合、4相PSK波に粗い情報の信号、8相PSK波により細かい情報の信号、16相PSK波にさらに細かい情報の信号をそれぞれ乗せて伝送することによって階層化が実現される。

【0022】このようにして伝送された階層変調波においては、異なる伝送タイミングで伝送される各々の多値変調波に乗っている情報信号の階層が異なっているの

で、特定のタイムスロットのみ、つまり特定の多値変調波のみを受信して復調することで、特定の階層の情報信号のみを容易に得ることが可能となる。

【0023】次に、上述した伝送方法を実現する送信装置の実施例を説明する。図4は、本発明による送信装置の一実施例であり、直交変調器を用いて構成した場合の例である。本実施例では、各階層の情報信号は変調前に信号切替スイッチで切り替えられて選択され、選択された階層の情報信号に対して直交変換器で多値変調方式の一種であるPSK変調が施される。

【0024】図4において、入力端子10-1~10-MにはM階層の情報信号S1~SMが入力される。これらの情報信号S1~SMは、例えば異なる符号化品質で符号化された画像信号である。情報信号S1~SMはM入力・1出力の信号切替スイッチ11に入力され、一つの階層の情報信号が選択的に取り出される。信号切替スイッチ11は、クロック入力端子12に入力されるシンボル周期TのタイミングクロックTCKをM進カウンタ13により分周することで生成されたmビットのバイナリ信号B1~Bmからなる制御信号14によって切り替え制御される。なお、このような制御信号は予め定められた順序でROMからデータを読み出すことで生成される信号であってもよい。

【0025】信号切替スイッチ11で選択された情報信号は、マッピング回路15に入力される。マッピング回路15では、信号切替スイッチ11から出力される情報信号を制御信号14によってI、Qの直交信号16、17に変換して出力する。これらの直交信号16、17は直交変調器18に入力され、直交変調が施されることにより、図1に示したような階層変調波19として出力端子20から出力される。階層変調波19は図示しない送信回路を経て伝送路に送出され、伝送される。

【0026】図5は、本発明による送信装置の他の実施例であり、各階層の情報信号は個別に多値変調され、変調波切替スイッチで切り替えられて送出される。すなわち、入力端子10-1~10-Mに入力されるM階層の情報信号S1~SMは、階層毎に用意された多値変調器である多値QAM変調器に入力される。具体的には、情報信号S1は4値QAM変調器21-1に、情報信号S2は16値QAM変調器21-2に、情報信号S1-3は64値QAM変調器21-3にそれぞれ入力され、以下同様に情報信号21-Mはn値QAM変調器21-Mに入力される。この場合、情報信号のビット数は、それ

が入力される多値QAM変調器をx値QAM変調器とすると、 $x^{1/2} \cdot a$ (aは定数)の関係にある。すなわち、4値QAM変調器21-1に入力される情報信号S1は $2 \cdot a$ ビット、8値QAM変調器21-2に入力される情報信号S2は $3 \cdot a$ ビット、16値QAM変調器21-3に入力される情報信号S3は $4 \cdot a$ ビットとなる。

【0027】こうして得られたQAM変調器21-1~21-Mから出力される4値、16値、64値、...n値の多値QAM変調波22-1~22-Mは、M入力・1出力の変調波切替スイッチ23に入力される。変調波切替スイッチ23は、図4の信号切替スイッチ11と同様、クロック入力端子12に入力されるシンボル周期TのタイミングクロックTCKをM進カウンタ13により分周することで生成されたmビットのバイナリ信号からなる制御信号14によって切り替え制御される。なお、このような制御信号は予め定められた順序でROMからデータを読み出すことで生成される信号であってもよい。

【0028】このようにして変調波切替スイッチ23では、各階層の情報信号が乗った多値QAM変調波が1シンボル区間毎に順次選択されることにより、図1に示したような階層変調波24が出力端子25から出力される。階層変調波24は図示しない送信回路を経て伝送路に送出され、伝送される。

【0029】上述した本発明の伝送方法によれば、各階層の情報信号を1シンボル区間当たりの情報伝送量が異なる複数種の多値変調波に乗せ、これらの多値変調波をそれぞれの伝送タイミングを異ならせて周期的に伝送するため、受信側では初期同期を完了してしまえば必要とする階層の情報信号が乗っている多値変調波が伝送されるタイミングでのみ受信・復調を行えばよいことになる。従って、受信装置の低消費電力化が可能であり、また低階層の情報信号、例えば情報信号S1のみを受信する受信装置は、より高階層の情報信号も受信できるように構成した場合に比較して回路規模が縮小され、動作速度も遅くてよいから、装置の小型化が可能となる。

【0030】次に、本発明による受信装置の実施例について説明する。図6は、本発明による受信装置の一実施例を示すブロック図である。アンテナ30で受信された階層変調波である受信信号31は、アンプ32で増幅された後、バンドパスフィルタ(BPF)33に入力され、受信側のユーザが希望する特定階層の情報信号が乗った多値変調波のみが選択される。バンドパスフィルタ33の出力は、同期復調器34に入力される。同期復調器34はミキサ35とキャリア同期回路36により構成される。キャリア同期回路36は、後述するようにPLL(Phase-Locked Loop)を用いて構成され、受信信号21から受信信号31中のキャリア成分に同期した再生キャリア信号を再生する。ミキサ35は、キャリア同期回

路36から出力される再生キャリア信号を受信信号32と乗算して同期復調を行う。

【0031】ミキサ35の出力信号はローパスフィルタ37に入力され、不要な高周波成分が除去されて必要な低域成分のみが抽出される。ローパスフィルタ37の出力信号は、タイミング再生回路38と識別判定回路39に入力される。タイミング再生回路38は、ローパスフィルタ37の出力信号からタイミング信号(クロック成分)を再生し、それをキャリア同期回路36と識別判定回路39に供給する。識別判定回路39は、タイミング再生回路38からのタイミング信号を用いてローパスフィルタ37の出力信号のデータを識別判定し、所望の階層の情報信号である復調データ40を生成し、出力端子41へ出力する。

【0032】ここで、本発明においてはキャリア同期回路36の一部を変更するのみで、受信装置全体としては従来とほぼ同様の構成により、上述した実施例で示した伝送方法により伝送されてきた受信信号から所望の特定階層の情報信号のみを受信・復調することが可能である。そこで、次にキャリア同期回路36について説明する。

【0033】従来、階層変調波の受信信号から特定階層の情報信号のみを受信・復調する受信装置においてキャリア同期を行うために使用されるPLLは、一般的に階層変調波の最大伝送レートの信号を受信することを想定して設計される。この従来の考え方に沿えば、図1に示した本発明による階層変調波に対して、キャリア同期回路のPLLとしては16相PSK波に同期できるような回路構成を使うことになる。

【0034】しかしながら、このことは特定階層の情報信号のみを受信・復調することができればよい受信装置についても、伝送信号のうち最も1シンボル区間当たりの情報伝送量が大きい変調波に同期可能なPLLを持たなければならないことを意味する。すなわち、図1に示した階層変調波において、4相PSK変調波のみが受信できれば十分な携帯端末のような受信装置においても、16相PSK波に同期できるPLLを持たなければならない。これは、携帯端末のような小型端末においては消費電力および小型化点で不利となる。従って、受信したい階層の情報信号が乗った変調波にのみ同期するPLLでキャリア同期可能な技術の開発が望まれる。本発明によれば、特定階層の情報信号を受信・復調する受信装置においては、その特定階層の情報信号ののった多値変調波のみに同期できるような簡単な構成のPLL(以下、特定階層用PLLという)によって、キャリア同期を実現することが可能である。

【0035】本発明におけるキャリア同期回路の原理は、以下の通りである。本発明によると上述した特定階層用PLLによってキャリア同期が可能となることを説明するために、図1に示した階層変調波を受信する場合

を考える。

【0036】まず、図18に示した従来の構成のPLLでキャリア同期回路を構成して図1の階層変調波を受信するものとし、その問題点を以下に示す。図18において、位相比較器1は受信信号と可変周波数発振器であるVCO（電圧制御発振器）3の出力である再生キャリア信号を入力とし、両信号の位相差に対応した信号を出力する。この位相比較器1の出力信号は、ループフィルタ2を介してVCO3に制御信号として供給される。

【0037】今、VCO3の出力信号と受信信号との位相

$$\begin{aligned} y &= x + \pi/2 \quad (-3\pi/4 < x \leq -\pi/4) \\ x &\quad (-\pi/4 < x \leq -\pi/4) \\ x - \pi/2 &\quad (\pi/4 < x \leq 3\pi/4) \\ x - \pi &\quad (3\pi/4 < x \leq 5\pi/4) \end{aligned} \quad (1)$$

とする変換をいう。すなわち、位相平面内で位相差 x の存在する領域に応じて、位相差 x に対して 0 、 $+\pi/2$ 、 $-\pi/2$ 、 $-\pi$ の位相回転を施すことにより、出力の位相差 y の変化範囲を縮退させる操作である。この位相縮退は受信信号の位相成分に乗っている情報信号の影響を取り除き、位相を揃える働きをする。従来のPLLに図1の階層変調波を入力すると、理想的には図7

(b)に示したコンスタレーションの信号が得られる。図7(b)における4相PSK波、8相PSK波、16相PSK波の存在確率、つまり○と△と×のそれぞれの存在確率は、伝送信号がランダムであると仮定すると、※

$$\begin{aligned} 3 * (\pi/4 + x) + 2 * (\pi/8 + x) + 14 * x \\ = 2 * (\pi/8 - x) + 3 * (\pi/4 - x) \end{aligned} \quad (2)$$

であるから、

$$x = 0 \quad (3)$$

となる。

【0039】ところが、実際の受信波のコンスタレーションは、図7(b)のように理想的なものとはならない。特に、キャリア同期回路の初期同期(PLLの引き込み動作の最初の期間)には、受信信号とVCO3の出力信号の位相は異なり、両信号の位相差は零ではない。そのため、図7(b)の4相PSK波の信号点○はI軸上に位置しない。このような場合でも、仮に受信信号のコンスタレーションが図9(a)のように原点と信号点○とを結ぶ破線で示した直線に対して対称に等確率で存在するならば、式(2)からPLLの収束位相 x は零となる。

【0040】しかし、図9(a)の信号点のうち8相PSK波の信号点×の一つは、 $\pi/4$ 以上の位置にあるために前述した位相縮退の効果を受けるので、実際に得

$$\begin{aligned} 2 * (\pi/8 + y) + 14 * y \\ = 2 * (\pi/8 - y) + 3 * (\pi/4 - y) * 2 \end{aligned} \quad (4)$$

であるから、

$$y = \pi/16 \quad (5)$$

となる。つまり、受信信号の位相に対して $\pm\pi/16$ だけずれた位相に誤引き込みされることになる。

* 相縮退(後述)後の位相差が零であると仮定すると、受信信号である図1に示した階層変調波の図7(a)(図2と同じ)に示すコンスタレーションに対して、位相比較器1の出力信号のコンスタレーションは図7(b)となる。位相比較器1では、受信信号に対して4相PSK波に対して行うと同様の位相縮退を行い、VCO3の出力信号との位相差に対応した位相差信号を出力する。ここで、位相縮退とは4相PSKの場合には、位相差 x に対して出力の位相差 y を

※14:3:2となる。

【0038】通常の位相比較器の入出力特性を図8の81に示す。位相比較器の入出力特性は、原点0に対して点対称であるために、信号点の存在確率が正負で等確率で出現するならば、つまり信号点が図9(a)に示すように、原点0と4相PSK波の信号点(図7の○)とを結ぶ破線で示す直線に対して対称に存在するならば、PLLは追従位相誤差を0にできると考えられる。このことを式で表すと、PLLの収束位相(追従位相誤差の収束値) x は、図10(a)より

30★られるコンスタレーションは、図9(b)あるいは

(c)となる。すなわち、 $\pi/4$ 以上の位置にある信号点×は、受信信号とVCO3の出力信号の位相が一致していない場合、 $\pm\pi/4$ の範囲の外にあり、位相縮退に伴い図9(b)あるいは(c)のように $\pm\pi/4$ の範囲内に入り込んでくる。従って、図9(b)(c)に示されるコンスタレーションでは、原点0と信号点○とを結ぶ破線で示した直線に対して信号点が等確率には存在しないため、PLLはこの存在確率に応じた位相に誤引き込みしてしまうことになる。具体的には、信号点の存在確率が高い方の位相に引き込まれてしまう。すなわち、PLLが小さな外乱に対しても影響を受けることにより、正しくキャリア同期をすることが不可能な状態に陥ることになる。このようにPLLが誤引き込みをするときの収束位相 y は、図10(b)より

【0041】このような問題を解決するため、本発明ではキャリア同期回路における位相比較器に、I-Q平面

11

上では図7(c)に斜線で示す領域71, 72に相当する位置に不感帯(位相差変化制限領域)を設け、位相縮退した後の位相差信号をさらに位相差変化範囲を制限して取り出すようにする。

【0042】本発明を図1に示した階調変調波を受信信号とする受信装置に適用した場合の位相比較器の入出力*

$$\begin{aligned} y &= f(x) & 0 < x \leq d \\ y &= g(x) & -d < x \leq 0 \\ y &= \alpha & |x| > d \end{aligned}$$

ここで、 $f(x)$ および $g(x)$ は任意の連続関数、 α は任意の定数(例えば0)とする。

【0044】このような入出力特性の位相比較器をキャリア同期回路に用いることにより、雑音等の外乱により位相縮退後の位相点の位置が変化しても、信号点は $Q=0$ の線を中心として対称的に、つまり等確率で存在するようになるため、PLLの収束位相を0とすることができ。これにより、図1に示した階層変調波を受信信号とする受信装置において、特定階層用PLLによるキャリア同期回路によりキャリア同期を実現することが可能となる。

【0045】次に、キャリア同期回路の具体的な構成を説明する。図11は、図6におけるキャリア同期回路36の一実施例を示すブロック図である。図11において、図6のバンドパスフィルタ32から出力される受信信号100は位相比較器101に入力される。位相比較器101は、位相差検出回路102、サンプルホールド回路103および位相差変化範囲制限回路104により構成される。

【0046】位相差検出回路102は図12に示すように、受信信号100とVCO107からの再生キャリア信号108との位相差を検出する位相差検出部201と、この位相差検出部201から出力される位相差信号に対して位相回転を行うことによって、式(1)に示した位相縮退を行う位相回転部202とからなる。

【0047】位相差検出回路102から出力される位相縮退後の位相差信号は、サンプルホールド回路103に入力され、図6のタイミング再生回路38からのタイミング信号105によってサンプリングされホールドされることにより、最適識別時点における信号のみが有効信号として取り出される。サンプルホールド回路103の出力信号は、位相差変化範囲制限回路104に入力される。位相差変化範囲制限回路104は、図8に破線で示した $3\pi/16 \sim \pi/4$ 、および $-3\pi/16 \sim -\pi/4$ の位相差領域での位相差信号を零(またはある一定の値)にして位相差信号の変化範囲を制限する回路である。これをI-Q平面上で表わすと、図7(c)に示すように斜線で示す領域71, 72のような不感帯を設けることに相当する。

【0048】このように構成された位相比較器101の入出力特性は、位相差変化範囲制限回路104のない通

12

* 特性を図8の82に示す。この入出力特性82は、位相比較器の入力(受信信号と再生キャリア信号との位相差)を x 、出力を y とすると、入力 x が予め定められた値 d に対して以下の関係を満足するものとする。

【0043】

(6)

常の位相比較器の図8の特性81に対して、位相差変化範囲制限回路104が設けられたことにより、図8の特性82を有する。なお、図8の入出力特性では入出力が正比例の関係となっているが、いわゆる \tan^{-1} 特性やS特性でも構わない。位相比較器101の出力信号は、PLLの閉ループ特性を決定するためのループフィルタ106に入力される。そして、このループフィルタ106の出力信号がVCO107に制御信号として与えられる。

【0049】上述した図8の入出力特性82を有する位相比較器101により、信号点の存在確率が対称となり、受信信号100に対してキャリア同期が可能となる。一旦初期同期が完了してしまえば、受信信号100として受信したい特定シンボル区間のみを入力するか、またはタイミング信号105として、受信したい特定シンボル区間の信号が送出されるタイミングを表す信号を入力することにより、PLLの特性を改善することができる。

【0050】本実施例では、タイマ110がさらに設けられており、このタイマ109からの制御信号111によって、再生キャリア信号の初期同期期間に位相差変化範囲制限回路104による位相差信号の変化範囲の制限動作が規制されるように構成されている。また、タイマ110からはループフィルタ106に対しても制御信号112が供給され、この制御信号112によってループフィルタ106の伝達特性が変化されることにより、PLLの閉ループ特性が変化するように構成されている。

【0051】タイマ110は、キャリア同期開始時にリセットされて時間計測を開始し、所定時間後に制御信号111, 112をオフからオンに切り替える。位相差変化範囲制限回路104は、制御信号111がオンになると位相差信号の変化範囲の制限動作を行う。すなわち、位相比較器101の入出力特性は、制御信号111がオフのときは従来の位相比較器と同じ図8の特性81であり、制御信号111がオンになると特性82となる。

【0052】次に、タイマ110からの制御信号111により位相差変化範囲制限回路104による位相差信号の変化範囲の制限動作を規制することによる効果について述べる。

【0053】キャリア同期回路36の初期同期時には、受信信号100と再生キャリア信号105との位相差は

不確定である。そのために、位相比較器101の出力が零となる領域に4相PSKの信号点(図13の○)が位置することが考えられる。このとき、PLLの収束位相*

$$2 * (\pi / 8 + z) + 3 * z = 2 * (\pi / 8 - z) \quad (7)$$

であるから、

$$z = 0$$

となる。従来のPLLでは、4相PSK波の信号点○が位相比較器の出力が零またはある一定値となる領域に位置しても、○の位置が $\theta = 0$ となるように制御を行う。すなわち、○が $(I, Q) = (1, 0)$ に位置するようにPLLが制御を行う。これに対し、本実施例では位相比較器101の出力が常に図13の斜線で示す不感帯領域71, 72で零またはある一定値であり、これら不感帯領域71, 72に4相PSK波の信号点○が位置していると、PLLが初期状態を維持し続けた場合、キャリア信号105は受信信号100の位相に対して $\pm \pi / 4$ だけずれた位相に誤引き込み(擬似ロックという)されることになる。

【0054】また、特定階層用PLLによって階層変調波に対してキャリア同期を行う場合、例えば図1に示した階層変調波に対して4相PSK波用PLLによってキャリア同期を行った場合には、4相PSK波以外の信号点、つまり8相PSK波もしくは16相PSK波のみで存在する信号点は、雑音成分と考えられる。このことは、通常のPLLよりも雑音に対して本発明のキャリア同期回路が厳しい仕様を課せられていることを意味している。

【0055】そこで、本実施例では初期引き込み時にはタイマ110からの制御信号111をオフとして位相差変化範囲制限回路104で位相差信号の変化範囲を制限せずに、位相比較器101の入出力特性を図8の特性81のままとし、位相差信号を $\pm \pi / 16$ だけずれた位相に引き込む。そして、この後にタイマ110からの制御信号111をオンとして位相差変化範囲制限回路104の制限動作の規制を解除し、位相比較器101の入出力特性を図8の特性82に切り替えることによって、位相差信号を0にする。

【0056】さらに、このときタイマ110からの制御信号112によって時間的にループフィルタ106の特性を切り替えることによって、雑音に対して厳しい仕様

が課せられる本発明によるキャリア同期回路の引き込み時間を短縮し、雑音特性を良好にすることも可能である。

【0057】図14は、図6におけるキャリア同期回路36の他の実施例を示すブロック図である。図11の実施例と異なる点は、タイマ110に代えて切替タイミング検出回路120を用いていることである。この切替タイミング検出回路120は、受信信号100と再生キャリア信号108を比較してキャリア同期の状態を観測し、キャリア同期の状態が初期引き込み時のように悪い

* z は、位相比較器の予め定められた位相差領域における出力が0であるとする、図10(c)より

(8)

場合は制御信号121をオフとする。これにより、位相差変化範囲制限回路104で位相差信号の変化範囲を制限せずに、位相比較器101の入出力特性を図8の特性81のままとし、位相差信号を $\pm \pi / 16$ だけずれた位相に引き込む。そして、切替タイミング検出回路120はキャリア同期の状態が良好になったら制御信号121をオンとして、位相差変化範囲制限回路104の制限動作の規制を解除して、位相比較器101の入出力特性を図8の特性82に切り替えることによって、位相差信号を0にする。

【0058】また、切替タイミング検出回路120からの制御信号212によってキャリア同期の状態に応じてループフィルタ106の特性を切り替えることによって、雑音に対して厳しい仕様が課せられる本発明によるキャリア同期回路の引き込み時間を短縮し、雑音特性を良好にすることも可能である。

【0059】図11の実施例と図14の実施例を比較すると、図11ではタイマ110を用いることによりキャリア同期の状態を観測する回路が不要となるので、回路の簡素化を図ることが可能となる。一方、図14の実施例では切替タイミング検出回路120にキャリア同期の状態を観測する回路が必要であるため、タイマ110を用いた場合より回路が複雑となるが、キャリア同期の引き込み時間をより短縮して、引き込み特性を改善することが可能となる。なお、タイマ110と切替タイミング検出回路120の両方を併用することももちろん可能である。

【0060】次に、図11に示したキャリア同期回路を16相PSK波を受信して復調する受信装置に適用した場合の動作例を説明する。位相比較器101は4相PSK用の構成、つまり4相PSK波の位相を揃える働きを有しているものとする。受信信号である16相PSK波には、絶対位相を表す情報信号があるタイムスロットに含まれているものとする。この場合、位相比較器101に絶対位相を検出する機能を持つことにより、位相差検出回路102においては16相PSK波に対して4相PSK波と同等の位相縮退を行うことでキャリア同期が可能となる。従って、位相縮退後の位相面では伝送符号をキャリアの位相情報として変調したことによる影響を完全には取り除くことが出来ない。しかし、上述した本発明によるキャリア同期回路の構成によって、キャリア同期を行うことは可能である。これ以外の動作は、先の通りであるため、説明を省略する。

【0061】以上の動作によって、16相PSK波に対

してキャリア同期が可能となる。本発明を16相PSK受信装置に適用することによって、16相PSK受信装置で用いるキャリア同期回路に課せられる許容位相誤差や周波数変動の仕様よりも簡易な仕様で回路を構成することが可能となる。

【0062】図15に、キャリア同期回路のさらに別の実施例を示す。図1に示した階層変調波は、繰り返し周期(フレーム長)が既知である。これを利用してキャリア同期回路を図15に示す構成とすることにより、PLLの引き込み特性を改善することが可能となる。図11と同一部分に同一符号を付して説明すると、本実施例では位相比較器101内のサンプルホールド回路103に

タイミング信号切替回路130からタイミング信号が入力される。タイミング信号切替回路130にはタイミング信号131と、4相PSK波のタイミング信号132が入力される。

【0063】タイミング切替回路130は、PLLがキャリア同期の初期引き込みを行っている時にはタイミング信号131を選択し、初期引き込みが終了して同期確立状態に入った時に4相PSK波のタイミング信号132に切り替える。タイミング信号の切替は、図11に示したタイマ110からの制御信号111、または図14に示した切替タイミング検出回路120からの制御信号121がしきい値を超えた場合に行われる。本実施例のようにタイミング信号の切り替えを実施することによって、キャリア同期回路の位相追従特性をさらに改善することが可能となる。

【0064】図16は、図15における位相差信号生成の過程を示している。図16(a)の受信信号に対してタイミング信号131は図17(b)となる。図16(c)は位相差検出回路101の出力であり、図16(c)の信号をサンプルホールド回路103において(b)のタイミング信号131によりサンプルホールドすると、図16(d)の信号が生成される。また、図16(c)の信号を図16(e)の4相PSK波のタイミング信号132でサンプルホールドすると、図16(f)の信号が生成される。

【0065】キャリア同期回路のPLLは、受信信号とVCO107から出力される再生キャリア信号108との位相差信号によって追従動作を行う。前述したように本発明のキャリア同期回路では、階層変調波の多値成分(8相PSK波及び16相PSK波)がキャリア同期に悪影響となる。しかし、本実施例によれば4相PSK波のタイミング信号を用いて4相PSK波のみの情報PLLに与えることが可能となるため、再生キャリア信号の周波数ジッタを抑圧することが可能となる。

【0066】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば複数階層の情報信号を1シンボル区間当たりの情報伝送量が異なる複数種の多値変調波に乗せ、これらの多値変調

波をそれぞれの伝送タイミングを異ならせて周期的に伝送することにより、受信側では必要とする階層の情報信号が乗っている多値変調波が伝送されるタイミングでのみ受信・復調を行うことができる。従って、特定の階層の情報信号がのみを受信する受信装置では、受信したい階層の情報信号が乗っている多値変調波が伝送されている時間帯でのみ動作を行えばよい。これにより、低消費電力化が達成される。また、特に低階層の情報信号のみを受信する受信装置は、高階層の情報信号も受信可能とした場合に比較して、回路規模が縮小されると共に、動作速度も遅くてよいことになり、装置の小型化が可能となる。

【0067】また、本発明の受信装置においては、受信信号と再生キャリア信号との位相差を所定範囲に縮退させて検出して得られた位相差信号をその位相差変化範囲を制限して取り出すことにより、上述のようにして伝送された信号のうち特定の階層の情報信号が乗っている多値変調波のみに対応した簡易な構成のキャリア同期回路によりキャリア同期を確立することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例に係る伝送方法により伝送される階層変調波の例を示す図

【図2】 図1の階層変調波におけるコンスタレーションを示す図

【図3】 4相PSK波、8相PSK波および16相PSK波のコンスタレーションを示す図

【図4】 本発明による送信装置の一実施例を示すブロック図

【図5】 本発明による送信装置の他の実施例を示すブロック図

【図6】 本発明による受信装置の一実施例を示すブロック図

【図7】 本発明による階層変調波に対して位相差信号の位相縮退と位相差変化範囲を制限した場合のコンスタレーションを示す図

【図8】 本発明における位相比較器と通常の位相比較器の入出力特性を比較して示す図

【図9】 本発明による階層変調波に対して位相縮退を行った場合の信号点の不均等分布を示す図

【図10】 本発明による階層変調波に対するPLLの収束位相を算出するために用いた図

【図11】 図6におけるキャリア同期回路の一実施例を示すブロック図

【図12】 図11における位相差検出回路の詳細な構成を示す図

【図13】 キャリア同期回路の擬似ロックについて説明するための図

【図14】 図6におけるキャリア同期回路の他の実施例を示すブロック図

【図15】 図6におけるキャリア同期回路の他の実施例

を示すブロック図

【図16】図15のキャリア同期回路の動作を説明するためのタイミングチャート

【図17】従来の階層8相PSK波のコンスタレーションを示す図

【図18】従来のキャリア同期回路(PLL)の構成を示す図

【符号の説明】

10-1~10-M…情報信号入力端子 11…信号切替スイッチ
12…クロック入力端子 13…m進カウンタ
14…制御信号 15…マッピング回路
16, 17…直交信号変調器
19…階層変調波端子
21-1~21-M…多値QAM変調器
22-1~22-M…多値QAM変調波
23…変調波切替スイッチ
24…階層変調波
25…出力端子
テナ
31…受信信号
ブ
33…バンドパスフィルタ
復調器

11…信号
13…m進
15…マッ
18…直交
20…出力
24…階層
30…アン
32…アン
34…同期

＊

* 35…ミキサ

リア同期回路

37…ローパスフィルタ

ミング再生回路

39…識別再生回路

データ

41…出力端子

71, 72…位相差変化範囲制限領域

…入出力特性

10 100…受信信号

比較器

102…位相差検出回路

プルホールド回路

104…位相差変化範囲制限回路

ミング信号

106…ループフィルタ

制御発振器

108…再生キャリア信号

マ

20 111, 112…制御信号

タイミング検出回路

121, 122…制御信号

ミング信号切替回路

131…タイミング信号

132…4相PSK波のタイミング信号

201…位相差検出部

回転部

＊

36…キャ

38…タイ

40…復調

81, 82

101…位相

103…サン

105…タイ

107…電圧

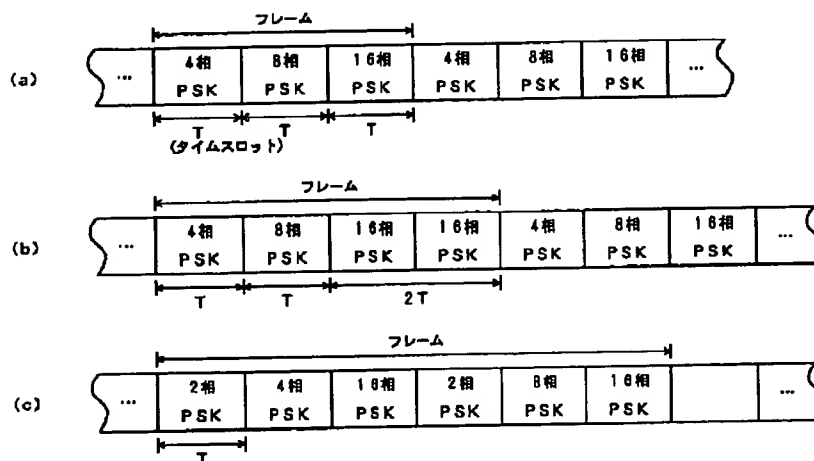
110…タイ

120…切替

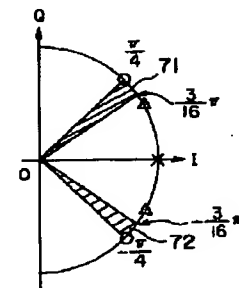
130…タイ

202…位相

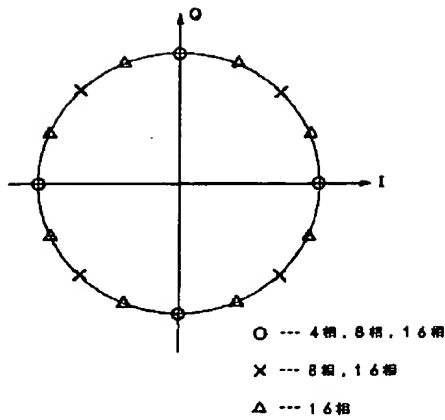
【図1】



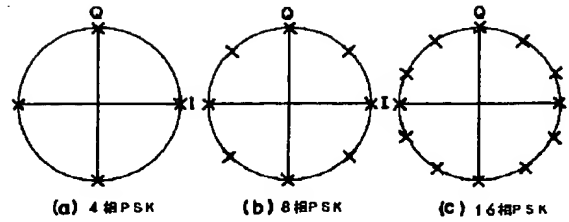
【図13】



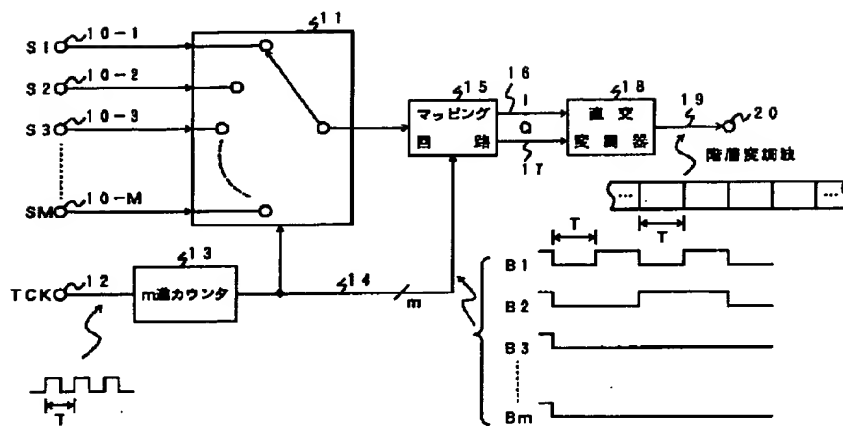
【図2】



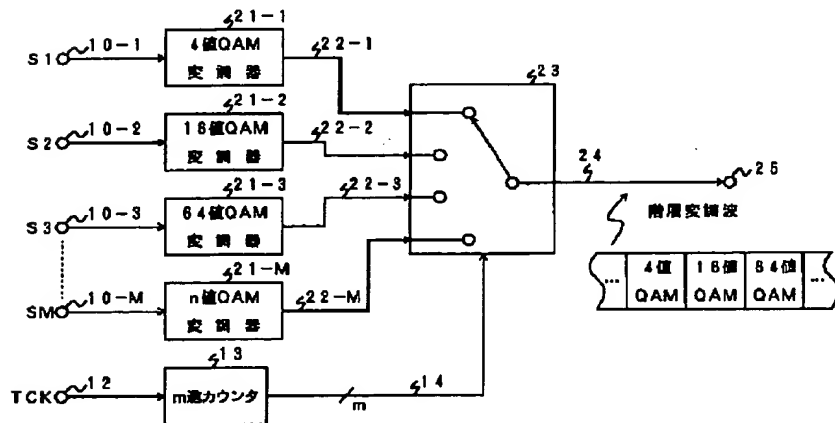
【図3】



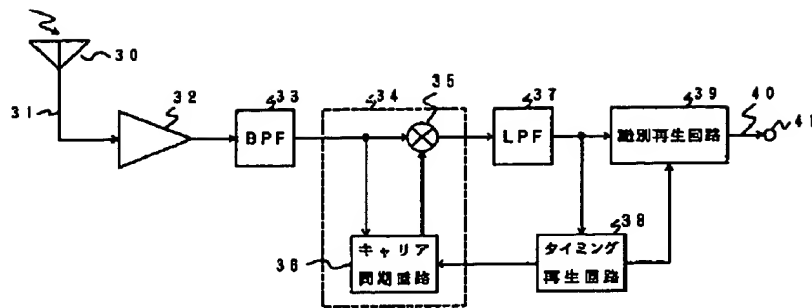
【図4】



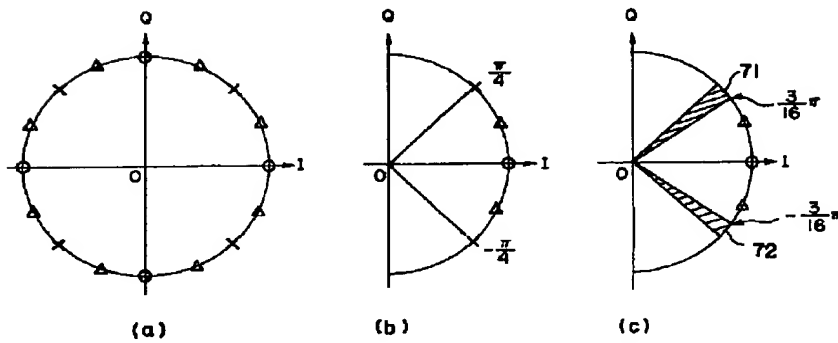
【図5】



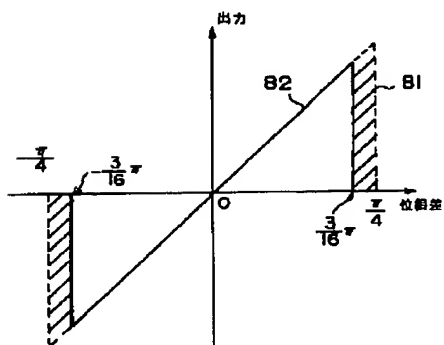
【図6】



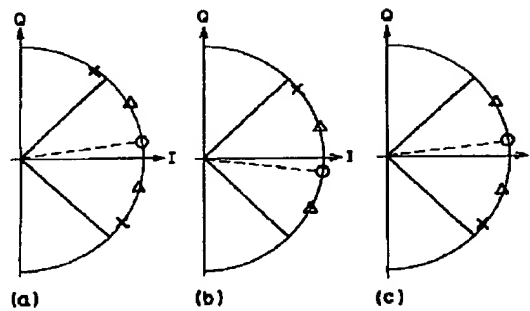
【図7】



【図8】

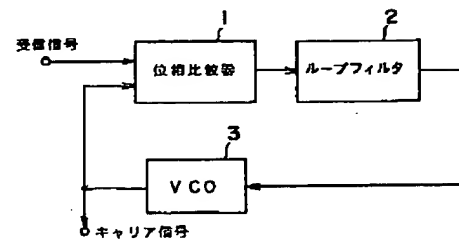
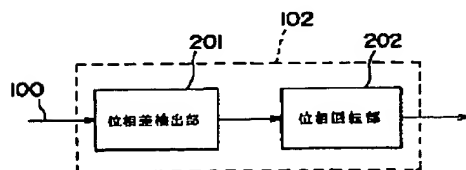


【図9】

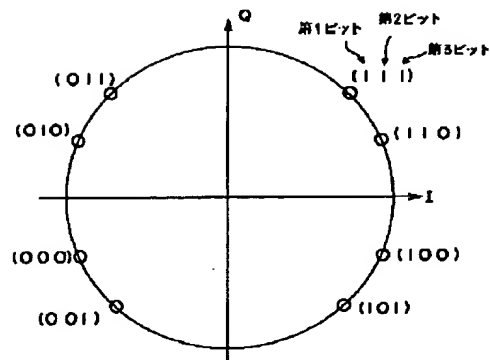
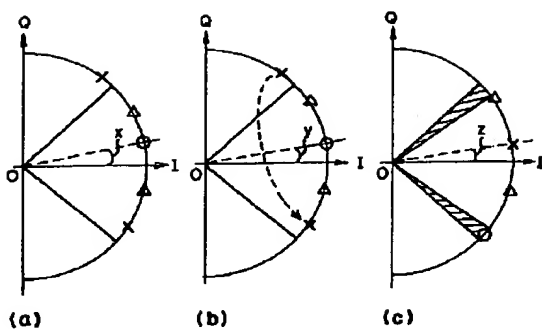


【図18】

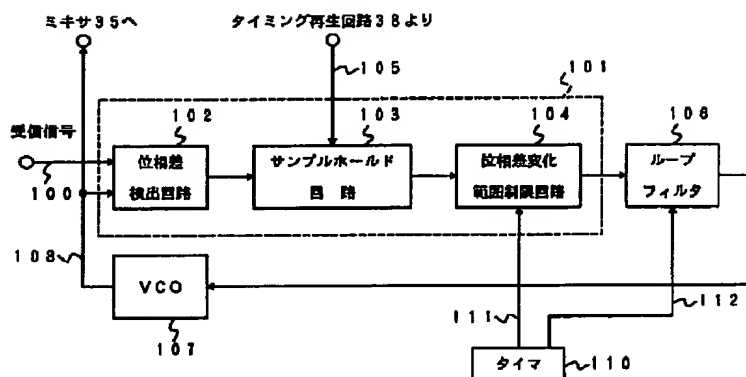
【図12】



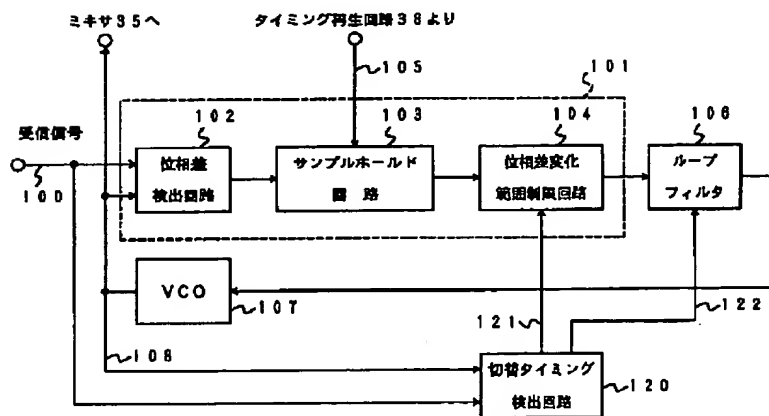
【圖 17】



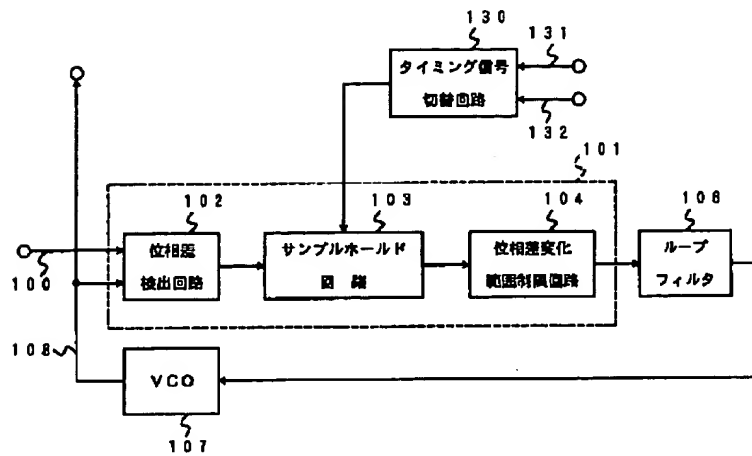
【☒ 1 1】



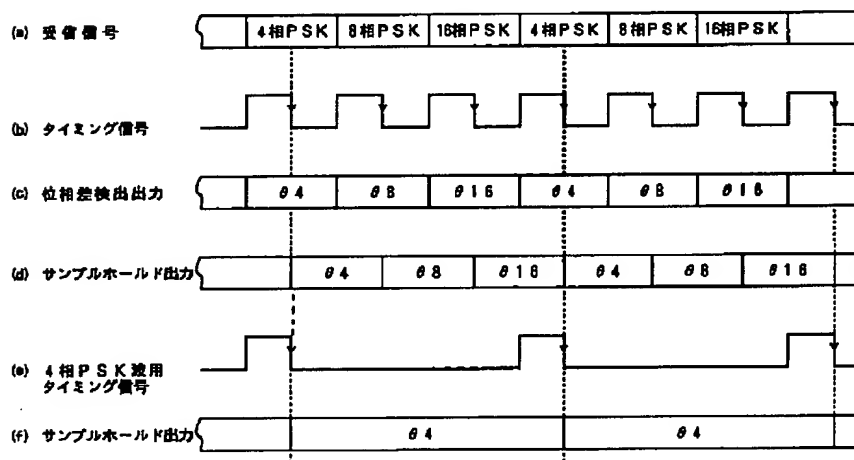
【图 14】



【図15】



【図16】



フロントページの続き

(72)発明者 内田 茂
 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
 式会社東芝小向工場内